
АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.396.67

ИССЛЕДОВАНИЕ ПЛОСКОЙ СИНФАЗНОЙ ДВУМЕРНО-ПЕРИОДИЧЕСКОЙ СВЕРХДИАПАЗОННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ЩЕЛЕВЫХ РУПОРОВ

© 2025 г. М. Д. Дупленкова^a, В. А. Калошин^a *, Нгуен Тхе Тхань^b

^aИнститут радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
ул. Моховая, 11, стр. 7, Москва, 125007 Российская Федерация

^bМосковский физико-технический институт (национальный исследовательский университет),
Институтский пер., 9, Долгопрудный, Московская область, 141700 Российская Федерация

*E-mail: vak@cplire.ru

Поступила в редакцию 21.05.2024 г.

После доработки 21.05.2024 г.

Принята к публикации 29.05.2024 г.

Путем численного моделирования проведено исследование характеристик согласования и излучения плоской синфазной двумерно-периодической сверхдиапазонной антенной решетки щелевых рупоров в зависимости от периода и длины элементов решетки, входного и выходного сопротивления, типа питающих линий и формы экрана. Разработан и исследован 64-канальный делитель мощности с выходами в виде симметричных двухпроводных полосковых линий и проведены исследования решетки 8 × 8 элементов с делителем мощности в качестве системы питания. Показано, что решетка с П-образным экраном обеспечивает рабочую полосу частот более 20:1.

Ключевые слова: антенные решетки, сверхширокополосные антенны, сверхдиапазонные антенны
DOI: 10.31857/S0033849425020022, **EDN:** GMQVSE

ВВЕДЕНИЕ

В последнее время отмечается повышенный интерес к построению сверхширокополосных (СШП) антенн и, в частности, сверхдиапазонных антенных решеток [1–16]. Сверхдиапазонные антенные решетки (СДАР) – это новый класс СШП антенных решеток (с полосой частот более 10:1), т.е. перекрывающих более одного диапазона волн. Такие антенные решетки могут найти применение в перспективных многофункциональных многодиапазонных системах радиолокации, радиомониторинга и связи.

Технические решения в области двумерно-периодических СДАР основаны на применении в качестве излучающего элемента щелевых [1, 5, 6, 10, 11], поликонических [2] и *TEM*-рупоров с металлизацией межрупорного пространства [3, 4, 7–9, 12–15]. При этом проведены исследования как плоских [1, 3–13, 16], так и цилиндрических решеток [2, 14, 15].

В работе [16] исследованы бесконечные синфазные решетки с различными типами элементов и законами изменения волнового сопротивления и показано, что их согласование полностью

определяется законом изменения волнового сопротивления и не зависит от конструкции элемента решетки. При этом элемент с линейным изменением волнового сопротивления, который практически реализуется в случае классического (регулярного) *TEM*-рупора, обеспечивает наихудшее согласование, а наилучшее согласование обеспечивает элемент с изменением волнового сопротивления по закону Клопфенштейна.

Следует также отметить, что в цитируемых работах, за исключением [12, 13, 15], рассмотрены СДАР без делителей мощности, что позволяет обеспечить их функционирование только в цифровом варианте. При этом исследовалась решетки только с плоскими экранами, а в работах [12, 13] исследовалась модель 64-элементной решетки в виде 32-элементной решетки (8 × 4) над идеально проводящей плоскостью.

Целью данной работы является исследование плоских СДАР с элементами в виде щелевых рупоров, оптимальным законом изменения волнового сопротивления и двумя вариантами построения экрана, в т.ч. исследование

- влияния на согласование размера периода решетки по двум координатам,
- влияния на согласование входного и выходного сопротивления, а также длины элемента решетки,
- влияния на согласование решеток типа питающей линии,
- влияния на согласование решеток двух типов экрана,
- характеристик излучения конечных решеток,
- разработка и моделирование делителя мощности на 64 канала,
- исследование характеристик согласования и излучения 64 элементной решетки с делителем.

1. ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ, ФОРМЫ ЭКРАНА И ЧИСЛА ЭЛЕМЕНТОВ НА СОГЛАСОВАНИЕ БЕСКОНЕЧНОЙ РЕШЕТКИ

Выберем элемент решетки в виде щелевого рупора, достоинством которого является неизменный размер по одной из координат, а затем проведем синтез геометрии рупора в соответствии с процедурой, описанной в [16]. Закон изменения импеданса Z от продольной координаты рупора z выбираем в виде закона Клопфенштейна, обеспечивающий наибольшую ширину полосы согласования по заданному уровню коэффициента отражения (КО):

$$\begin{aligned} \ln[Z(z)] = & 0,5\ln(Z_1Z_2) + \\ & + \frac{Z_2 - Z_1}{(Z_2 - Z_1)\operatorname{ch}(A)} \left[A \int_0^z \frac{I_1(A\sqrt{1-t^2})}{\sqrt{1-t^2}} dt + \right. \\ & \left. + U(z) + U(z-L) \right], \end{aligned} \quad (1)$$

где Z_1, Z_2 – импедансы на входе и выходе элемента бесконечной решетки, L – длина элемента, I_1 – модифицированная функция Бесселя 1-го порядка, $U(x)$ – функция Хевисайда, а параметр A выбирается из условия максимально допустимого коэффициента отражения в полосе частот. В случае задания этого уровня равным -10 дБ $A = 1.59$.

Для определения геометрии TEM -рупора по зависимости его импеданса от продольной координаты воспользуемся результатами работы [4], где эта связь найдена с использованием численного моделирования методом Галеркина. Отметим, что в общем случае каждому значению импеданса соответствует континuum значений взаимосвязанных параметров – ширины проводников $w(z)$ и величины зазора между ними $h(z)$, т.е. каждому значению импеданса соответствует бесконечное число

вариантов геометрии рупора. В исследуемом варианте щелевого рупора ширина проводника остается постоянной ($w(z) = w(0)$), а величина щели $h(z)$ меняется вдоль элемента.

Расчет КО бесконечной решетки проведем путем электродинамического моделирования методом конечных элементов (МКЭ) в программной среде ANSYS HFSS. В синфазном режиме возбуждения решетки из элементов с двумя плоскостями симметрии анализ бесконечной антенной решетки сводится к анализу одного периода (канала Флоке), на границах которого установлены электрические и магнитные стенки (рис. 1).

Порт канала Флоке в данном случае является моделью полубесконечной щелевой линии, образованной проводниками прямоугольного сечения.

Для элемента длиной $L = 150$ мм проведем исследование зависимости согласования решетки от периода, выходного импеданса и импеданса питающей линии. Рассмотрим следующий варианты:

- период 15×15 мм, входное сопротивление питающей линии 100 Ом, волновое сопротивление в канале Флоке от точки $z = 0$ до точки $z = 150$ меняется от 100 до 376 Ом;
- период 10×15 мм, входное сопротивление питающей линии 100 Ом, волновое сопротивление в канале Флоке от точки $z = 0$ до точки $z = 150$ меняется от 100 до 251 Ом;
- период 15×15 мм, входное сопротивление питающей линии 50 Ом, волновое сопротивление в канале Флоке от точки $z = 0$ до точки $z = 150$ меняется от 50 до 376 Ом;
- период 10×15 мм, входное сопротивление питающей линии 50 Ом, волновое сопротивление в канале Флоке от точки $z = 0$ до точки $z = 150$ меняется от 50 до 251 Ом.

Результаты расчета, представленные на рис. 2, подтверждают очевидные соображения, что для данной длины рупора наименьшая нижняя частота согласования (0.31 ГГц) обеспечивается при перепаде волнового сопротивления от 100 до 251 Ом, а наибольшая (0.62 ГГц) – при перепаде от 50 до 376 Ом.

Для исследования влияния на согласование решетки типа питающей линии рассмотрим возбуждение канала Флоке двухпроводной полосковой линией. Электродинамическая модель в этом случае содержит два волновых порта на концах канала Флоке и один сосредоточенный порт, расположенный между двумя проводниками полосковой линии (рис. 3).

Выберем ширину полосковой линии в соответствии с необходимым волновым сопротивлением и найдем частотные характеристики КО для перечисленных выше вариантов бесконечной решетки (рис. 4).

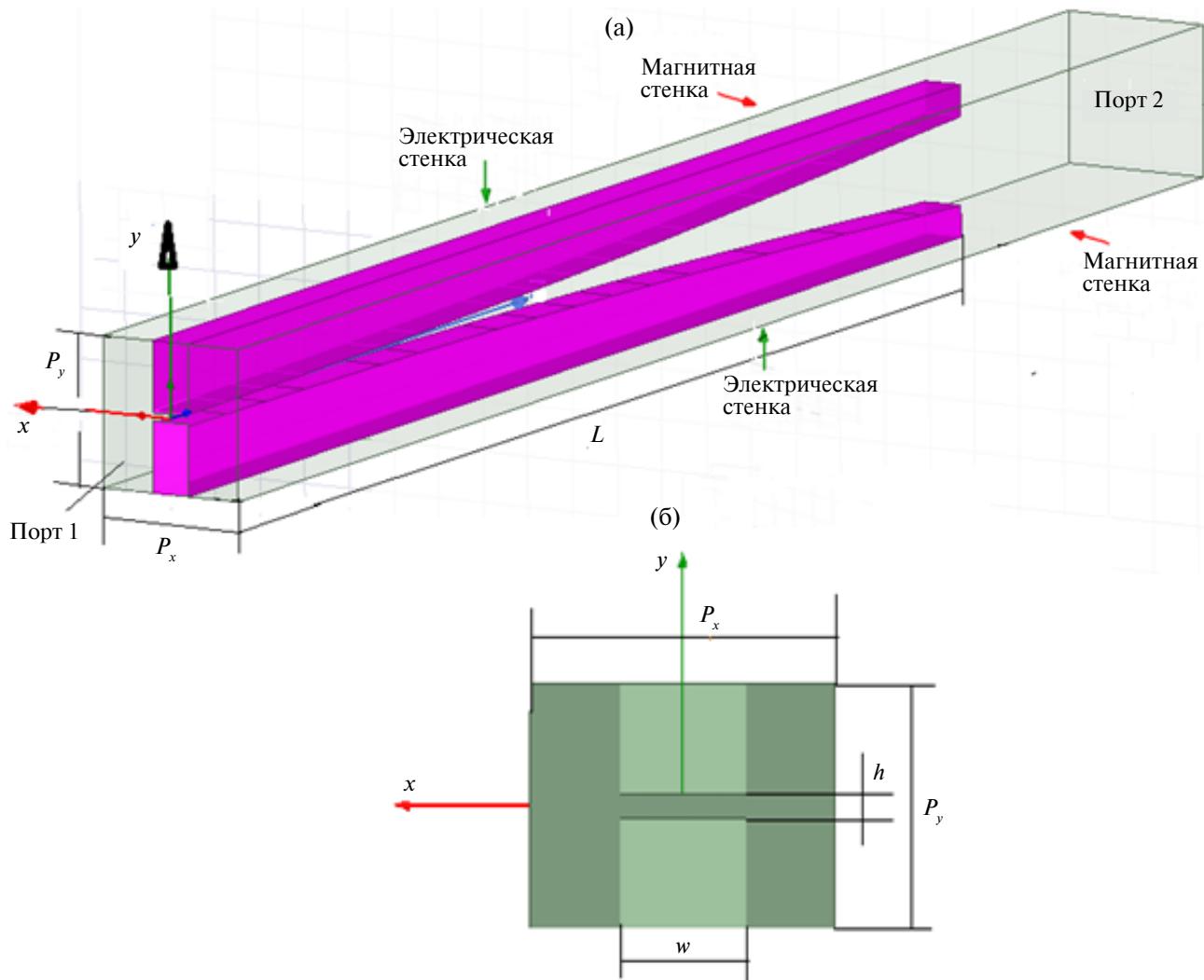


Рис. 1. Канал Флоке для синфазной решетки щелевых рупоров: изометрия (а) и поперечное сечение (б).

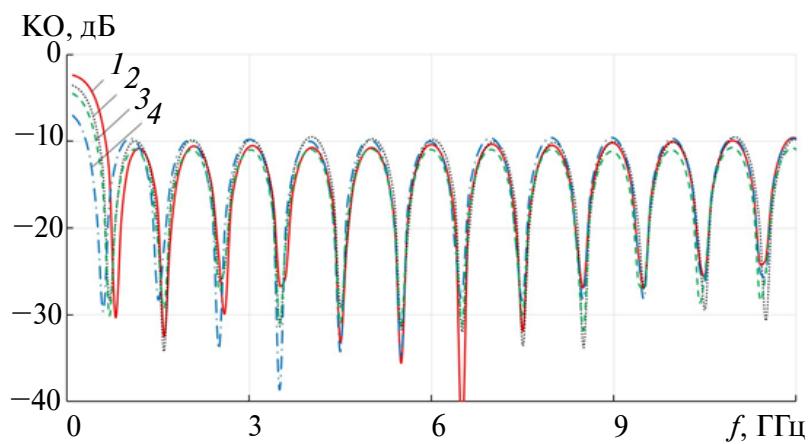


Рис. 2. Частотная зависимость коэффициента отражения бесконечных решеток для модели, представленной на рис. 1: с периодом $15 \text{ мм} \times 15 \text{ мм}$ и входным сопротивлением 50Ω (кривая 1) и 100Ω (кривая 3); с периодом $10 \text{ мм} \times 15 \text{ мм}$ и входным сопротивлением 50Ω (кривая 2) и 100Ω (кривая 4).

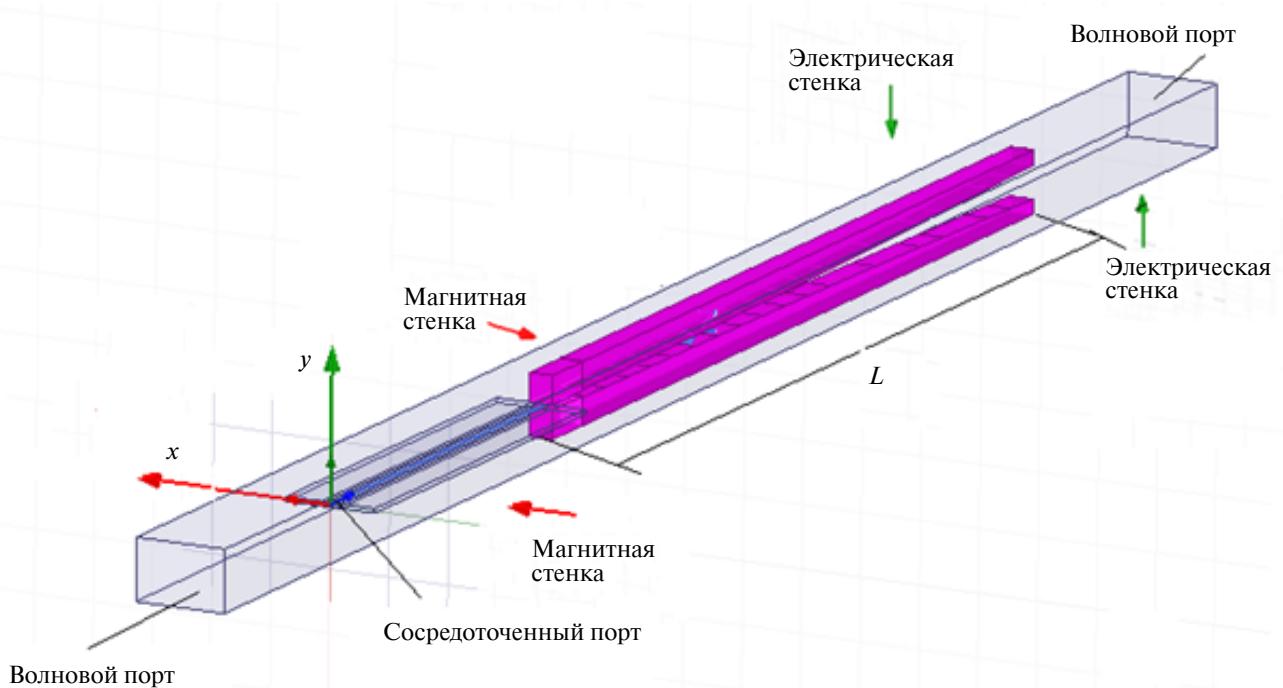


Рис. 3. Модель бесконечной решетки, возбуждение сосредоточенным портом.

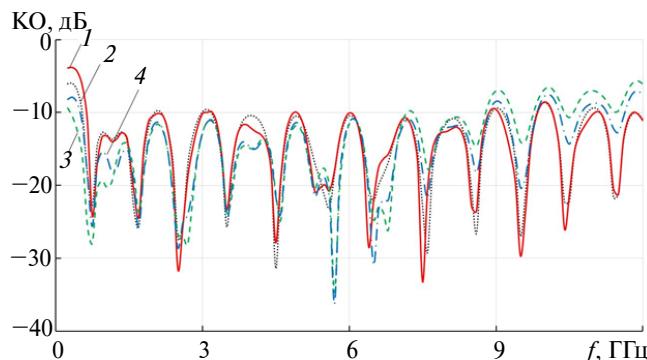


Рис. 4. Частотная зависимость коэффициента отражения бесконечных решеток для модели, представленной на рис. 3: с периодом $15 \text{ мм} \times 15 \text{ мм}$ и входным сопротивлением 50 Ом (кривая 1) и 100 Ом (кривая 3); с периодом $10 \text{ мм} \times 15 \text{ мм}$ и входным сопротивлением 50 Ом (кривая 2) и 100 Ом (кривая 4).

Полученные характеристики в области низких частот близки к результатам для возбуждения щелевой линией (для перепада волнового сопротивления от 100 до 251 Ом нижняя частота согласования 0.3 ГГц, а для перепада от 50 до 376 Ом – 0.6 ГГц). В области высоких частот отмечаем рост КО, что объясняется частотной зависимостью стыка полосковой линии с щелевым рупором.

На рис. 5 представлены частотные зависимости КО бесконечной решетки в случае возбуждения сосредоточенным портом.

Зависимости показывают, что согласование в нижней части диапазона зависит от длины элемента. Были исследованы элементы с входным сопротивлением элемента 50 Ом, периодом $15 \text{ мм} \times 15 \text{ мм}$ и длинами $L = 100, 150$ и 200 мм, при этом нижняя частота согласования составляет соответственно 0.91, 0.6 и 0.48 ГГц. Таким образом для бесконечной решетки возрастание длины элемента приводит к расширению частотного диапазона за счет снижения нижней рабочей частоты.

2. ИССЛЕДОВАНИЕ КОНЕЧНЫХ РЕШЕТОК

Перейдем к анализу решеток из 64, 144 и 256 элементов с плоским и П-образным экраном (рис. 6), каждая из которых возбуждается идеальным синфазным делителем мощности с полосковыми выходами.

Частотные зависимости КО на выходе делителя мощности для решеток из 64, 144 и 256 элементов с периодом 15×15 мм и входным волновым сопротивлением 50 Ом с плоским и П-образным экранами представлены на рис. 7.

На рисунке видно, что нижняя частота согласования 64-элементной решетки выше, а у 128 и 256-элементных решеток – ниже, чем у бесконечной. При этом максимумы КО в полосе согласования (до 12 ГГц) у конечных решеток меньше, чем у бесконечной.

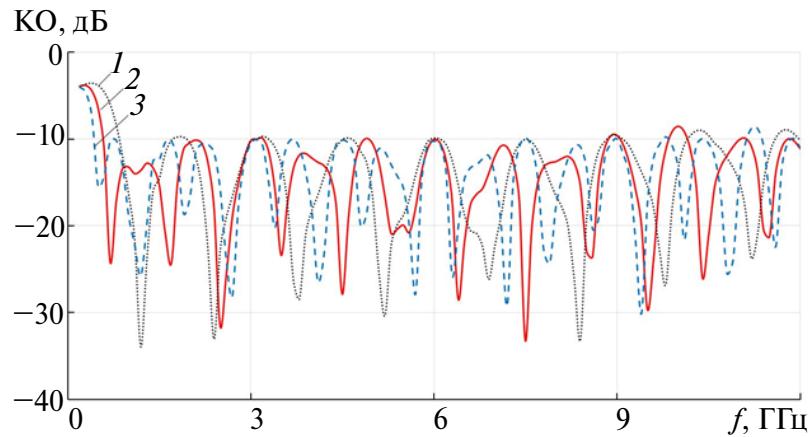


Рис. 5. Частотная зависимость коэффициента отражения бесконечной решетки для $L = 100$ (1), 150 (2), 200 (3) мм.

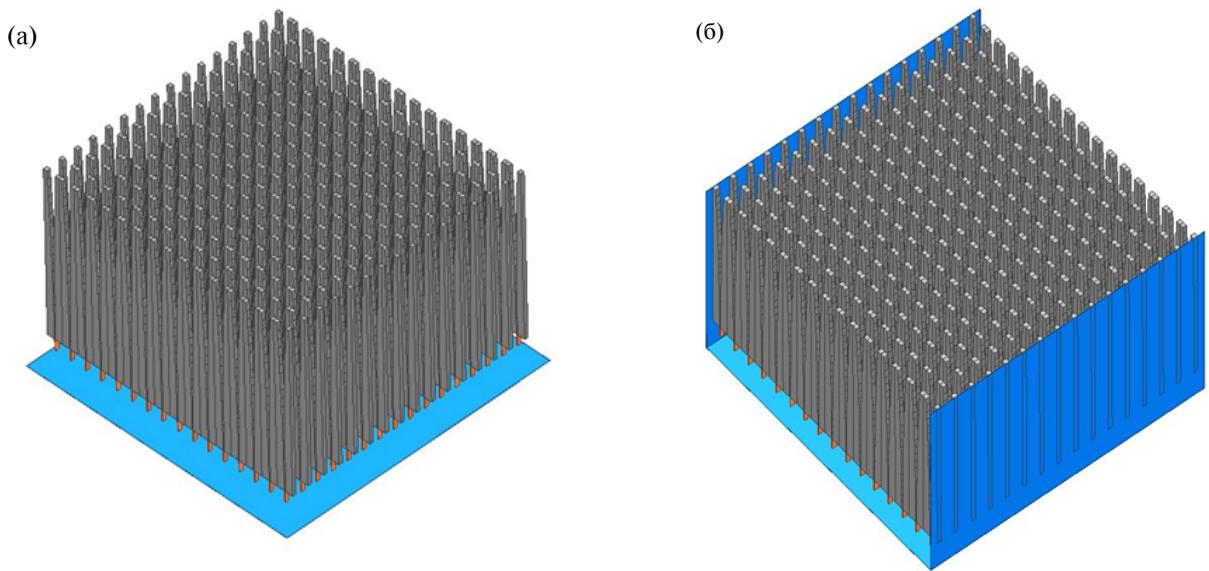


Рис. 6. 256-элементная синфазная антенна решетка: (а) – с плоским экраном, (б) – с П-образным экраном.

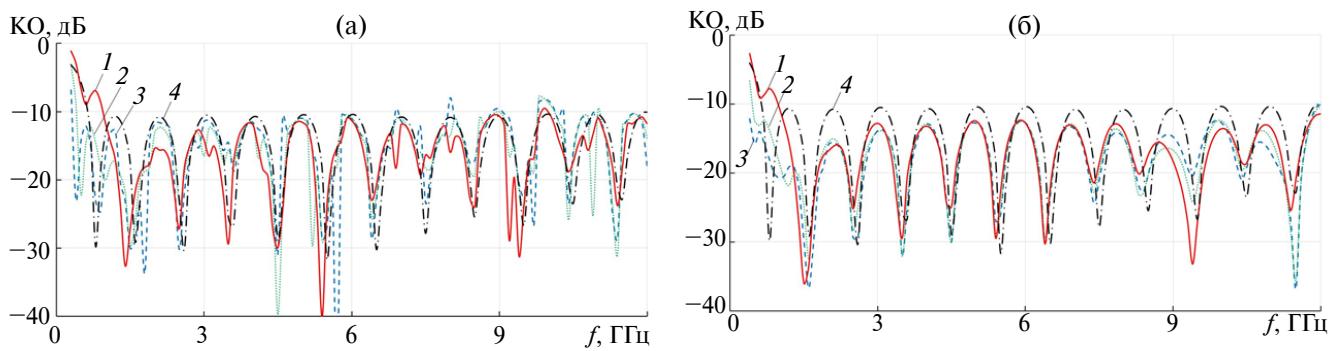


Рис. 7. Частотная зависимость коэффициента отражения для решеток с периодом 15×15 мм и плоским экраном (а), П-образным экраном (б). Кривые 1–4 соответствуют количеству элементов решетки: 64, 144, 256, ∞ . Входное сопротивление во всех случаях равно 50 Ом.

На рис. 8 представлены частотные зависимости КО 64-элементных решеток со плоским и П-образным экранами.

На рисунке видно, что в отличие от бесконечных, 64-элементные решетки с периодом 15×15 мм имеют существенно меньшую нижнюю частоту (0.85 и 0.92 ГГц для кривых 3 и 1 соответственно), чем у решеток с периодом 10×15 мм (1.24 и 1.33 ГГц для кривых 2 и 4) вне зависимости от входного сопротивления. Далее рассматриваем СВАР только с периодом 15×15 мм.

На рис. 9 видно, что 64-элементные решетки с длиной элемента 100 мм имеют существенно меньшую нижнюю частоту (0.51 ГГц для кривой 1), чем у решеток с длиной 150 мм и 200 мм (0.84 и 0.94 ГГц для кривых 2 и 3 соответственно). Далее рассматриваем СВАР только с длиной элемента 100 мм.

Диаграммы направленности 256-элементной решетки с плоским и П-образным экранами на частотах 0.5, 5, 9, 11 ГГц представлены на рис. 10, 11, соответственно, период 15×15 мм, длина элемента 100 мм.

Диаграммы направленности 256-элементной решетки с плоским и П-образным экранами на частотах 0.5, 5, 9, 11 ГГц представлены на рис. 12, 13 соответственно, период 15×15 мм, длина элемента 100 мм.

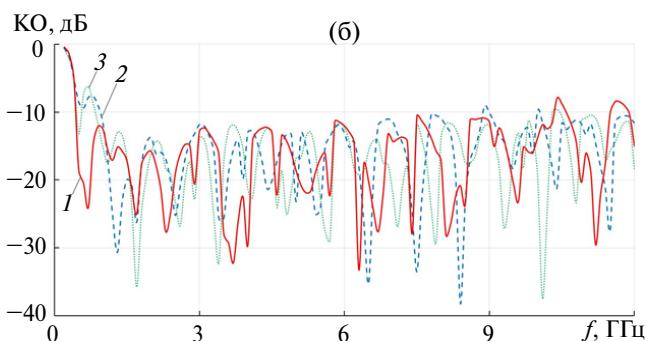
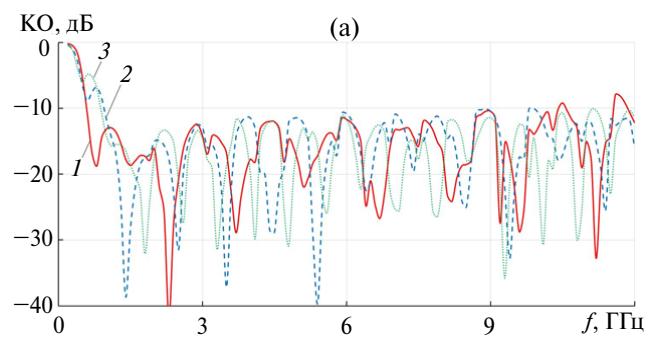


Рис. 9. Частотная зависимость коэффициента отражения для решеток с 64-элементами с периодом $15 \text{ мм} \times 15 \text{ мм}$ и плоским экраном (а), П-образным экраном (б) при различной длине элемента L : 100 (1), 150 (2) и 200 мм (3).

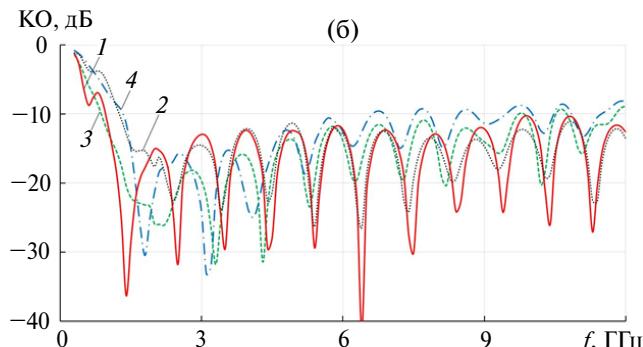
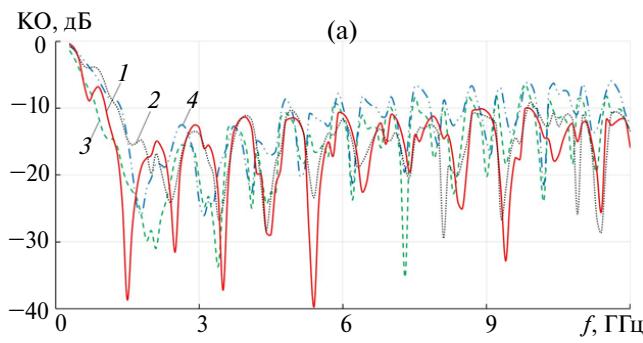


Рис. 8. Частотная зависимость коэффициента отражения для решеток с 64-элементами и плоским экраном (а), П-образным экраном (б). Кривые 1 и 3 соответствуют периоду решетки $15 \text{ мм} \times 15 \text{ мм}$ и входному сопротивлению 50 и 100 Ом; кривые 2 и 4 – периоду решетки $15 \text{ мм} \times 15 \text{ мм}$ и входному сопротивлению 50 и 100 Ом.

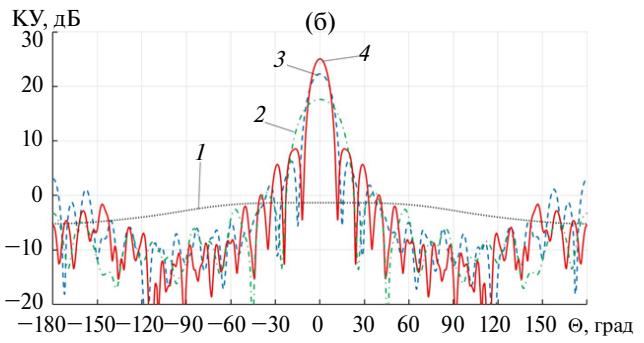
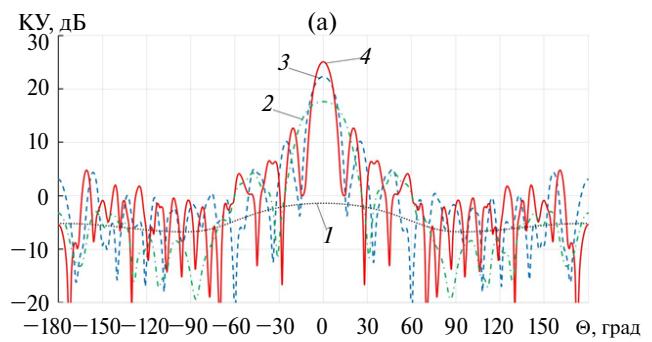


Рис. 10. Диаграммы направленности 64-элементной синфазной решетки с плоским экраном в E -плоскости (а) и H -плоскости (б) на частотах 0.5 (1), 5 (2), 9 (3) и 11 (4) ГГц.

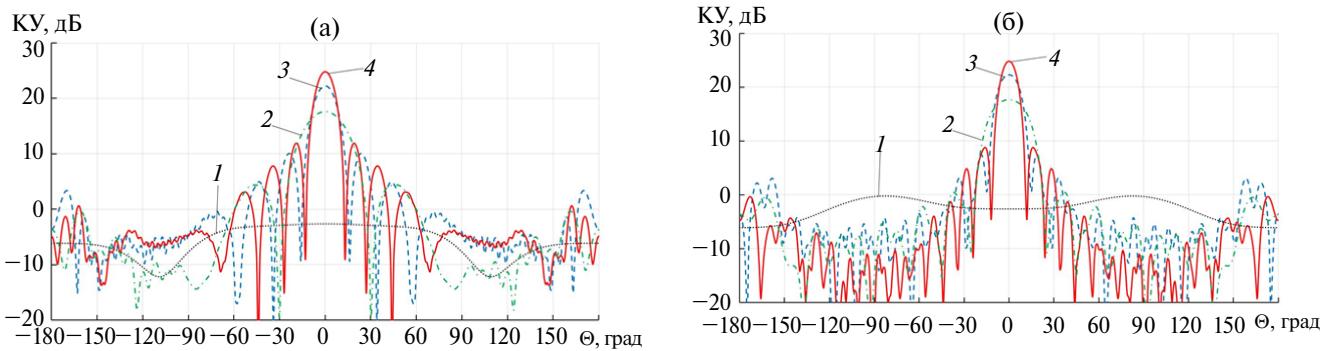


Рис. 11. Диаграммы направленности 64-элементной синфазной решетки с П-образным экраном в E -плоскости (а) и H -плоскости (б) на частотах 0.5 (I), 5 (2), 9 (3) и 11 (4) ГГц.

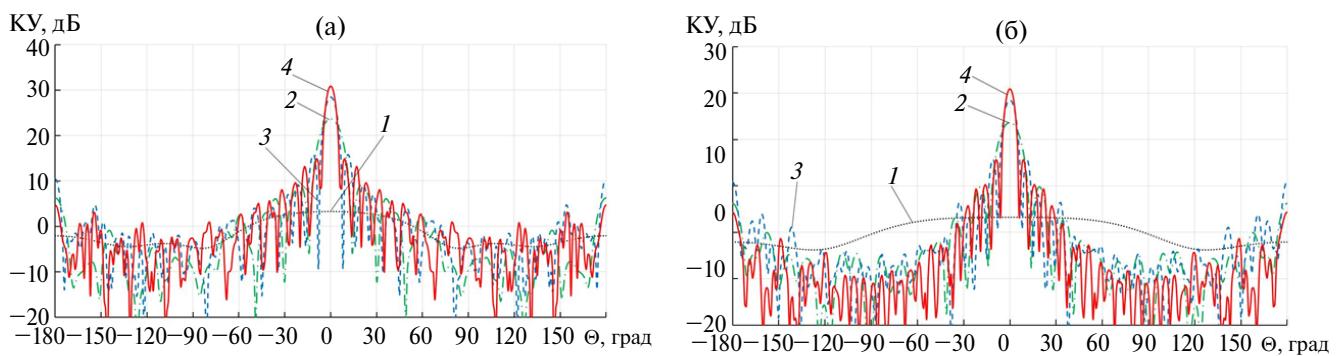


Рис. 12. Диаграммы направленности 256-элементной синфазной решетки с плоским экраном в E -плоскости (а) и H -плоскости (б) на частотах 0.5 (I), 5 (2), 9 (3) и 11 (4) ГГц.

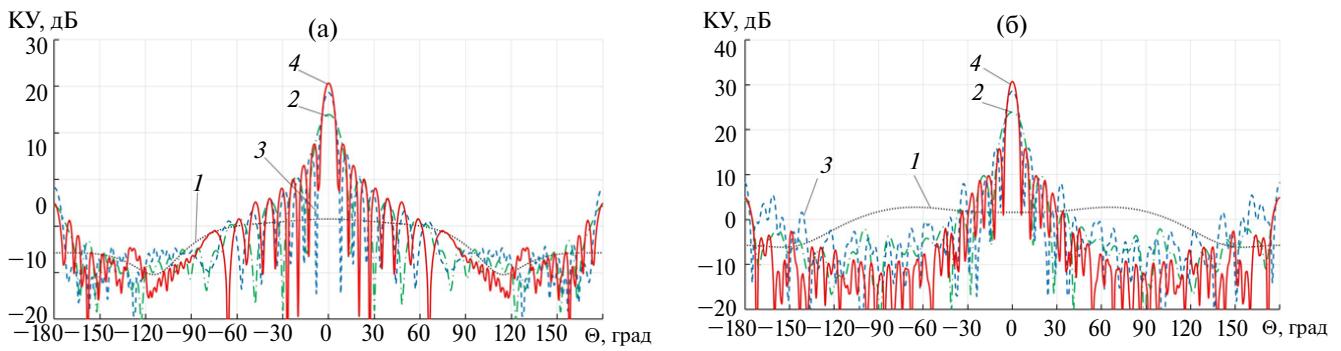


Рис. 13. Диаграммы направленности 256-элементной синфазной решетки с П-образным экраном в E -плоскости (а) и H -плоскости (б) на частотах 0.5 (I), 5 (2), 9 (3) и 11 (4) ГГц.

Частотные зависимости КУ и отношения вперед-назад (R) для 64- и 256-элементной синфазной решеток с плоским экраном и с П-образным экраном представлены на рис. 14, 15.

На рис. 15 видно, что уровень отношения излучения вперед/назад для решетки с П-образным экраном выше, чем для варианта с плоским экраном.

С учетом полученных результатов для дальнейших исследований выбираем решетку из 64-х (8×8)

щелевых рупоров с системой питания и следующими параметрами: входной импеданс $Z_{bx} = 50$ Ом, $W = 3.95$ мм, $h = 0.767$ мм, $L = 100$ мм, $P_x = 15$ мм, $P_y = 15$ мм.

Общий вид решетки с системой питания показан на рис. 16.

Позади решетки на расстоянии 263 мм от входа TEM -рупоров расположен плоский металлический экран размером 135×135 мм (рис. 16а) или П-об-

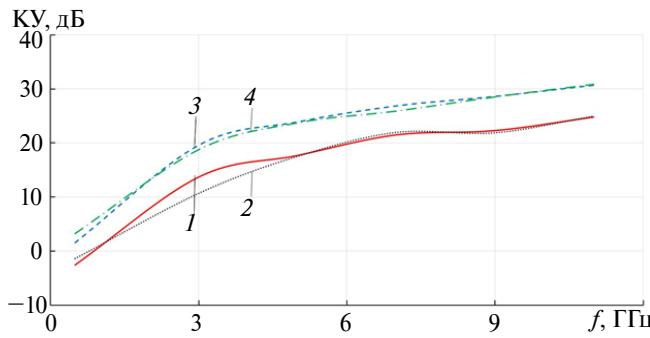


Рис. 14. Частотные зависимости коэффициента усиления 64-элементной (кривые 1, 2) и 256-элементной синфазной решетки (кривые 3, 4) с различными экранами. Кривые 1, 3 соответствуют П-образному экрану, а кривые 2, 4 – плоскому экрану.

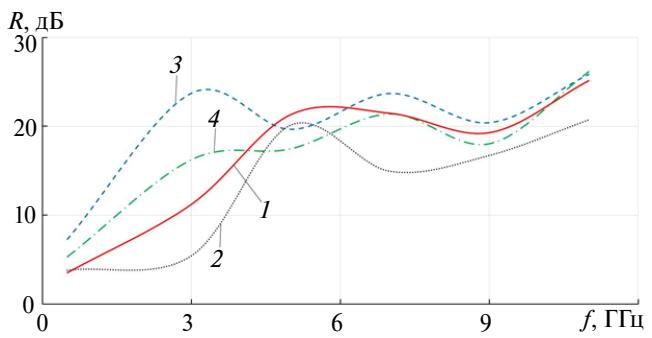


Рис. 15. Частотные зависимости отношения излучения вперед-назад 64-элементной (кривые 1, 2) и 256-элементной синфазной решетки (кривые 3, 4) с различными экранами. Кривые 1, 3 соответствуют П-образному экрану, а кривые 2, 4 – плоскому экрану.

разный экран с габаритными размерами $135 \times 135 \times 363$ мм (рис. 16б).

3. ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМЫ ПИТАНИЯ

При построении системы питания использовался принцип, который описан в работах [12, 13, 15], т.е система питания состоит из двух частей (рис. 16). Первая из них представляет собой последовательный делитель мощности на коаксиальной линии, вторая – параллельный – на полосковых линиях. Отличие от системы питания в работах [12, 13, 15] заключается в числе выходов. У делителя на коаксиальной линии – 8 выходов, а у делителя на полосковых линиях 64.

Продольное сечение и схема восьмиканального делителя мощности на коаксиальной линии приведено на рис. 17.

Последовательный делитель мощности (рис. 17) имеет вход θ с волновым сопротивлением 50 Ом, восемь выходов 1–8 с волновыми сопротивлениями 6.25 Ом и обеспечивает равномерное синфазное деление мощности на выходах. Каждый выход делителя мощности на коаксиальной линии соединен с входом восьмиканального параллельного делителя мощности на симметричной двухпроводной полосковой линии. Восьмиканальный параллельный делитель мощности (рис. 18) на симметричной двухпроводной полосковой линии со входом θ с волновым сопротивлением 6.25 Ом и восемью выходами 1–8 с волновыми сопротивлениями 50 Ом также обеспечивает равномерное синфазное деление мощности на выходе. В итоге получена система

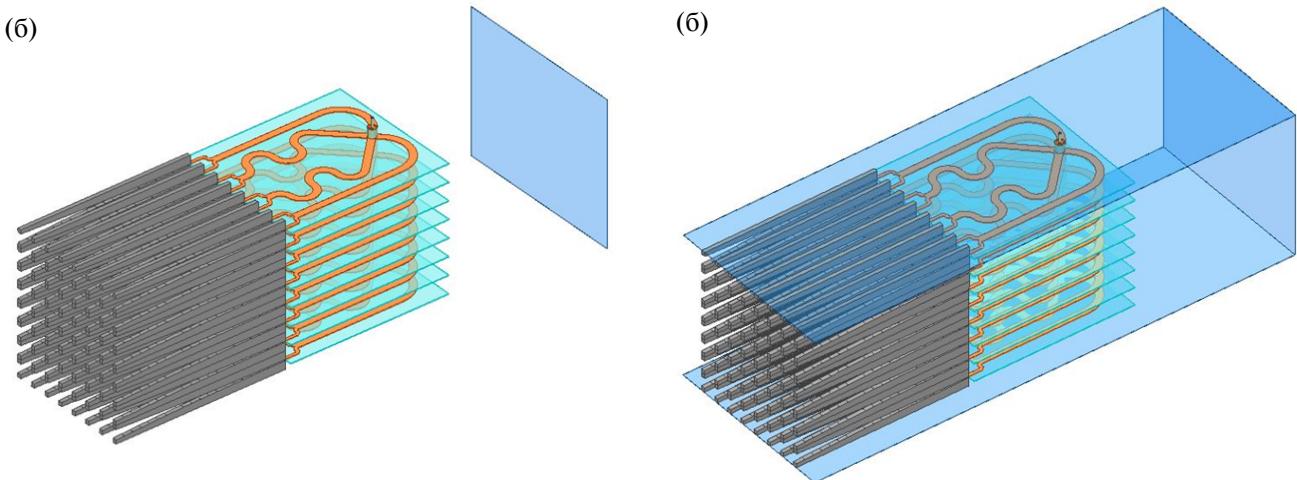


Рис. 16. Антенная решетка с делителем: (а) – с плоским экраном, (б) – с П-образным экраном.

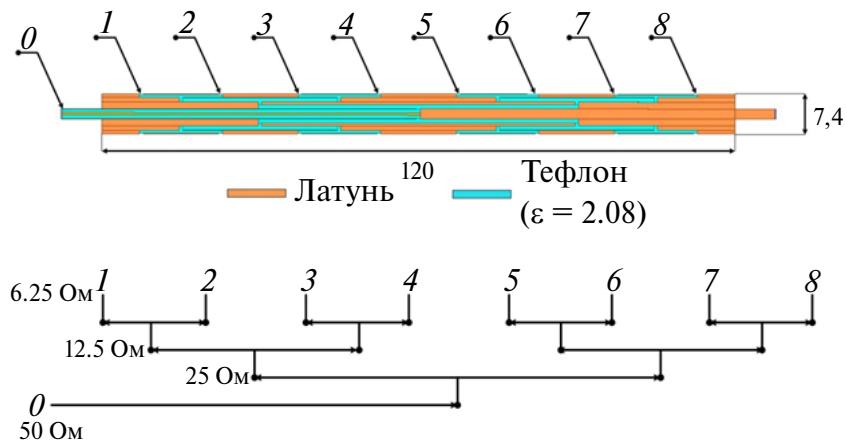


Рис. 17. Коаксиальный делитель мощности; сверху – продольное сечение, снизу – схема.

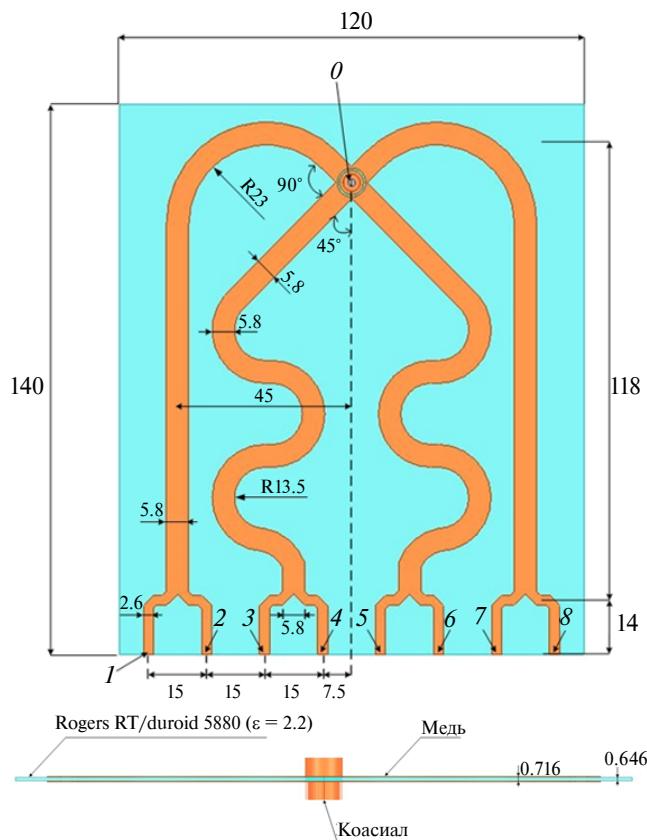


Рис. 18. Полосковой делитель мощности; сверху – продольное сечение, снизу – схема.

питания с одним входом и 64 выходами с волновым сопротивлением 50 Ом.

Результаты расчета частотной зависимости КО на входе системы питания с использованием МКЭ и метода конечных разностей во временной области (МКРВО) показаны на рис. 19.

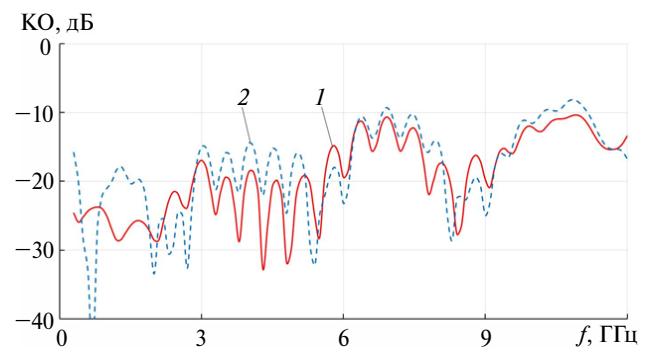


Рис. 19. Частотная зависимость коэффициента отражения делителя, рассчитанная с использованием МКЭ (1) и МКРВО (2).

Видно, что КО в диапазоне частот до 12 ГГц не превосходит -10 дБ.

В результате численного моделирования были также найдены частотные зависимости модулей коэффициентов передачи (КП) (рис. 20) и фаз (рис. 21) на 32 выходах системы питания (рис. 22).

На рис. 20 видно, что величина КП на всех выходах падает с частотой (в области низких частот составляет около -15.5 дБ, а в области верхних частот -16.5 дБ).

Величина фазы (рис. 21) на части выходов распределена в верхней части диапазона частот, оставаясь в пределах 30° .

4. ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С СИСТЕМОЙ ПИТАНИЯ

Численное исследование характеристик антенной решетки с системой питания проведено с использованием МКЭ. На рис. 23 представлены зависимости КО синфазной антенной решетки от

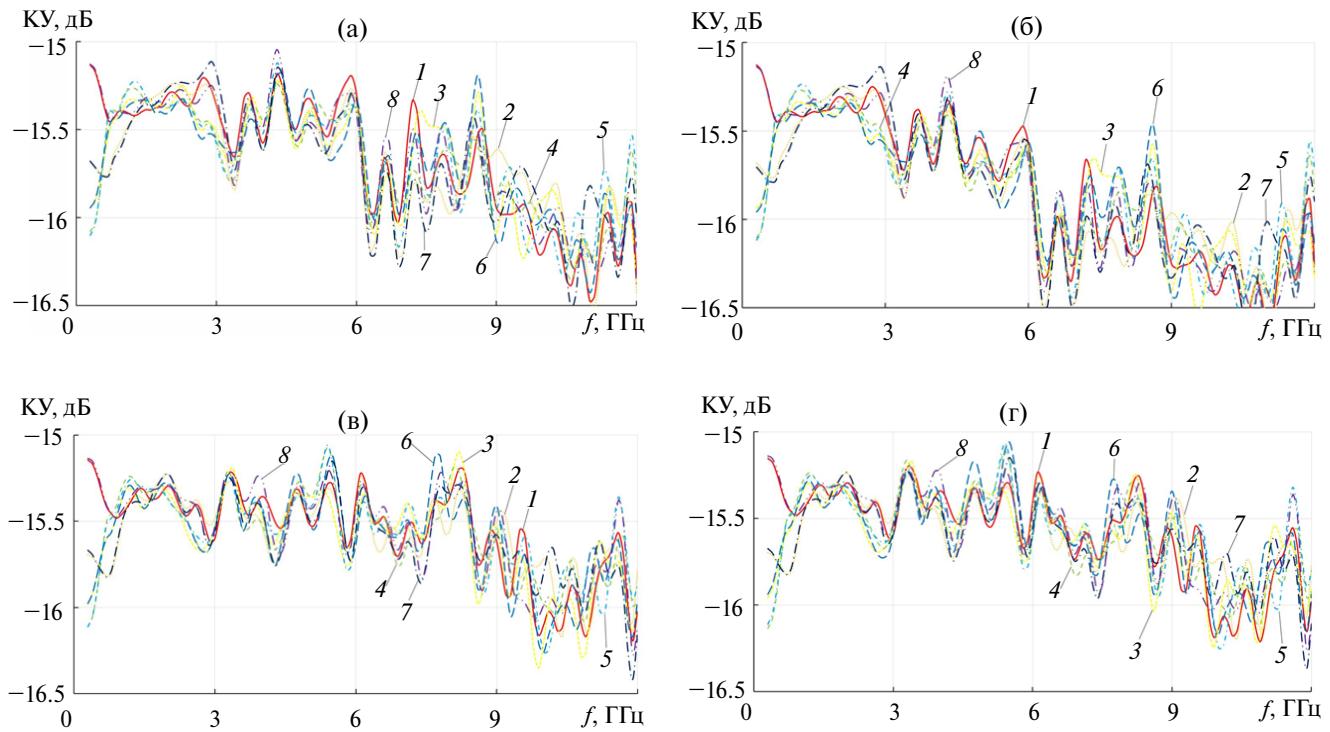


Рис. 20. Частотная зависимость коэффициента передачи делителя мощности: выходы 1–8 (а), выходы 9–16 (б), выходы 17–24 (в), выходы 25–32 (г). Кривые 1: выходы 1, 9, 17, 25; кривые 2: выходы 2, 10, 18, 26; кривые 3: выходы 3, 11, 19, 27; кривые 4: выходы 4, 12, 20, 28; кривые 5: выходы 5, 13, 21, 29; кривые 6: выходы 6, 14, 22, 30; кривые 7: выходы 7, 15, 23, 31; кривые 8: выходы 8, 16, 24, 32.

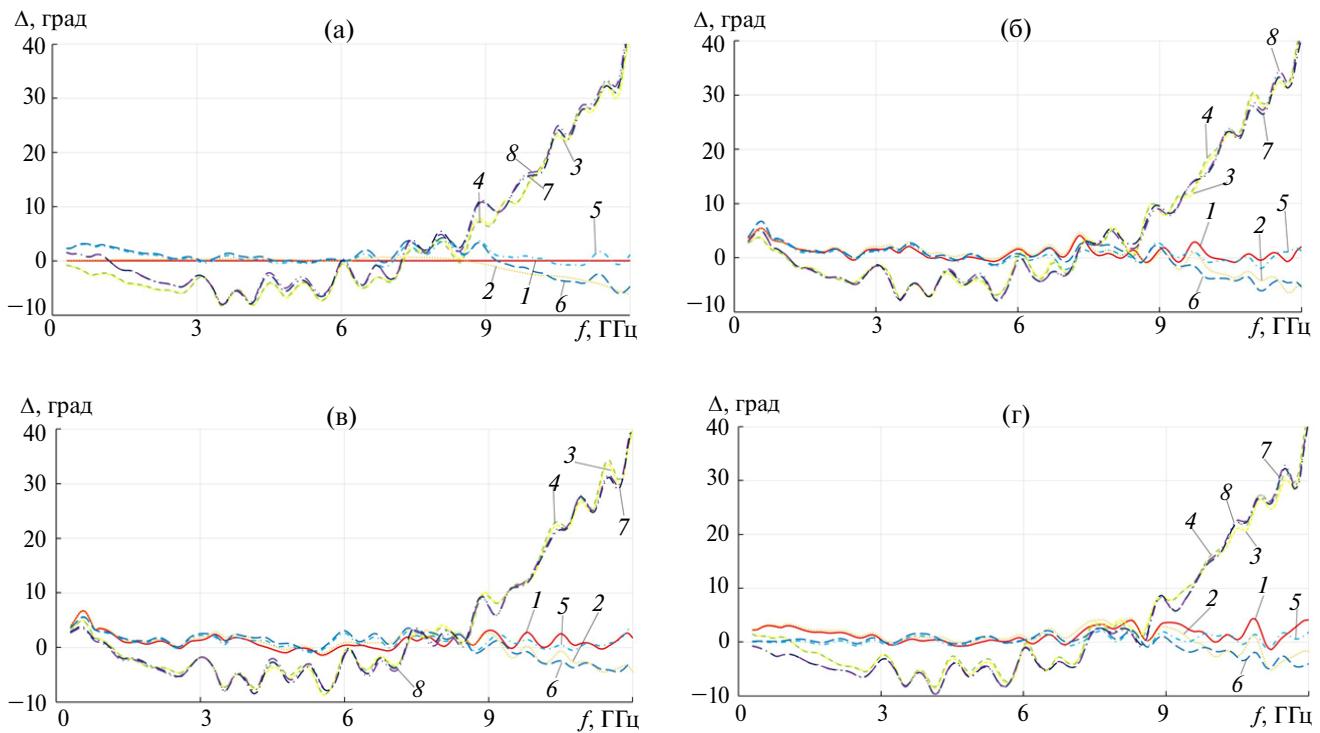


Рис. 21. Частотная зависимость фаз коэффициентов передачи делителя: выходы 1–8 (а), выходы 9–16 (б), выходы 17–24 (в), выходы 25–32 (г). Кривые 1: выходы 1, 9, 17, 25; кривые 2: выходы 2, 10, 18, 26; кривые 3: выходы 3, 11, 19, 27; кривые 4: выходы 4, 12, 20, 28; кривые 5: выходы 5, 13, 21, 29; кривые 6: выходы 6, 14, 22, 30; кривые 7: выходы 7, 15, 23, 31; кривые 8: выходы 8, 16, 24, 32.

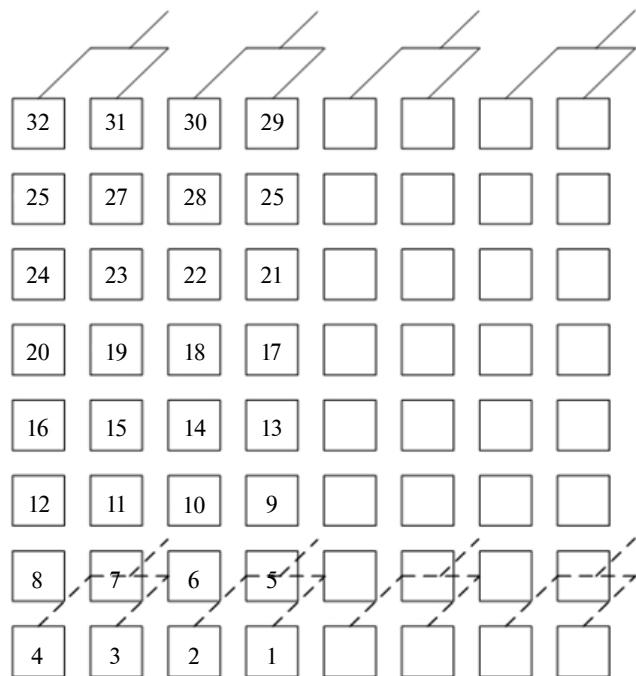


Рис. 22. Схема выходов системы питания.

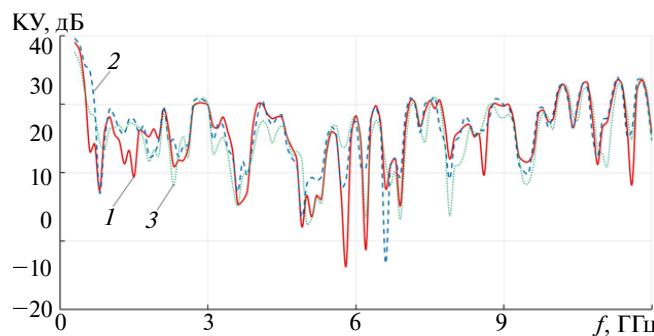


Рис. 23. Частотная зависимость коэффициента отражения решетки с делителем и: П-образным экраном (1), плоским экраном (2), без экрана (3).

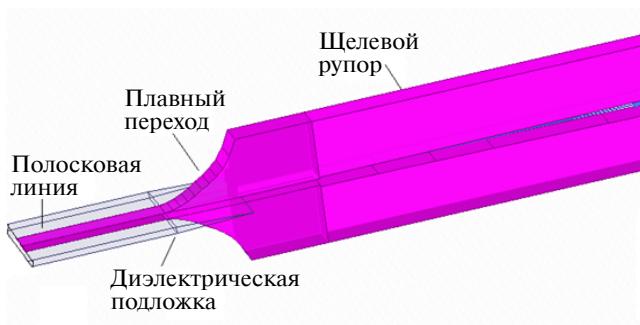


Рис. 24. Плавный переход от полосковой линии к щелевому рупору.

частоты. Рассмотрены варианты с П-образным экраном размером $135 \times 135 \times 363$ мм, с плоским экраном размером 135×135 мм и без экрана.

Видно, что решетка с П-образным экраном согласована по уровню -10 дБ в полосе $0.51\ldots10.3$ ГГц как и решетка без экрана. Таким образом, наличие П-образного экрана не приводит к ухудшению согласования. При этом КО на частотах выше 10.3 ГГц превышает уровень -10 дБ. Для улучшения согласования решетки в этой области частот был синтезирован плавный переход от полосковой линии к щелевому рупору, причем толщина диэлектрической подложки в переходе уменьшается до нуля по линейному закону (рис. 24), а геометрические параметры перехода выбраны таким образом, чтобы погонный импеданс оставался постоянным и равным 50 Ом по всей длине перехода (10 мм).

На рис. 25 приведена рассчитанная с использованием МКЭ частотная зависимость коэффициента отражения решетки с П-образным экраном и плавными переходами от полосковых линий к щелевым рупорам с делителем мощности (1) и без делителя мощности (2).

Как видно на рисунке, наличие плавных переходов улучшает согласование на частотах $10.3\ldots14.5$ ГГц решетки без делителя мощности, однако в решетке с делителем мощности улучшения не происходит.

На рис. 26, 27 показаны ДН синфазной антенной решетки без плавных переходов с П-образным и плоским экраном, соответственно.

На рисунке видно, что боковые лепестки ДН в H -плоскости больше, чем в E -плоскости.

На рис. 28 представлена частотная зависимость КУ и отношения излучения вперед-назад R .

Видно, что отношение вперед-назад для решетки с П-образным экраном выше, чем для варианта с плоским экраном за исключением области верхних частот, где они близки.

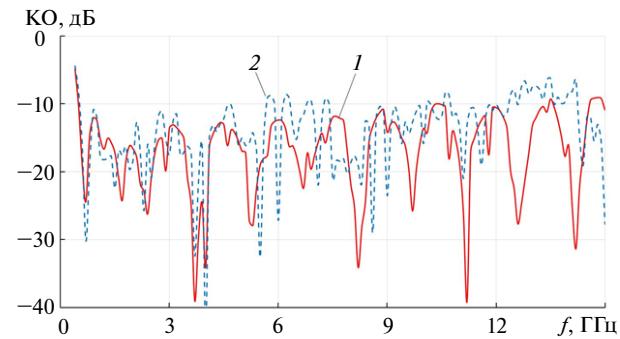


Рис. 25. Частотная зависимость коэффициента отражения решетки с П-образным экраном и плавными переходами: без делителя (1), с делителем (2).

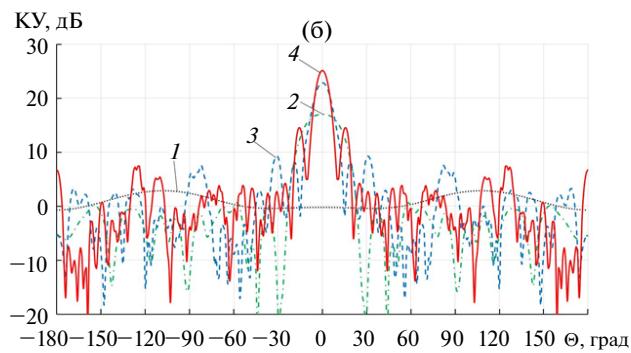
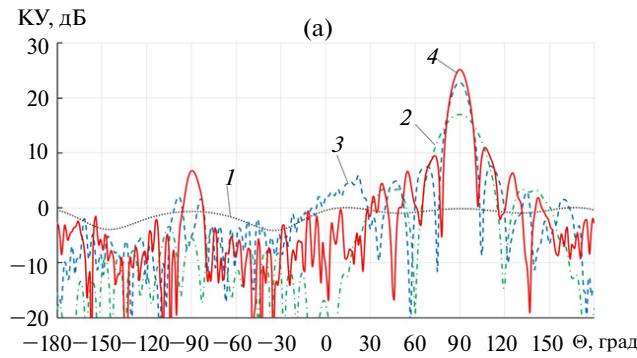


Рис. 26. Диаграммы направленности антенной решетки с Π-образным экраном в E -плоскости (а) и H -плоскости (б) на частотах 0.5 (1), 5 (2), 9 (3) и 11 (4) ГГц.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании полученных в работе результатов можно сделать следующие выводы.

Методика синтеза с использованием бесконечной модели и закона Клопфенштейна позволяет синтезировать конечные СДАР с параметрами, близкими к оптимальным.

Зависимости нижней частоты согласования от соотношения периодов решетки и длины элемента у небольших СДАР (8×8) не совпадают с аналогичными зависимостями бесконечных и больших решеток (12×12 и более).

Синтезированная СДАР 8×8 элементов с системой питания обеспечивает полосу частот по уровню -10 дБ более 20:1.

Использование экрана Π-образной формы позволяет увеличить отношение излучения вперед-назад по сравнению с плоским экраном того же поперечного сечения.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена за счет бюджетного финансирования в рамках государственного задания.

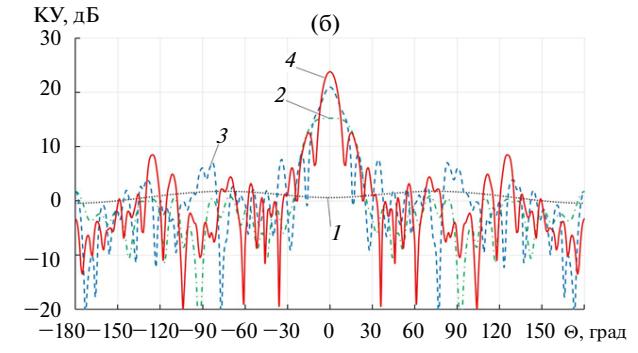
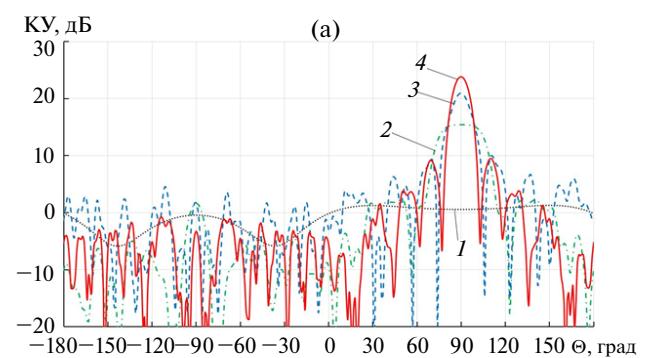


Рис. 27. Диаграммы направленности антенной решетки с плоским экраном в E -плоскости (а) и H -плоскости (б) на частотах 0.5 (1), 5 (2), 9 (3) и 11 (4) ГГц.

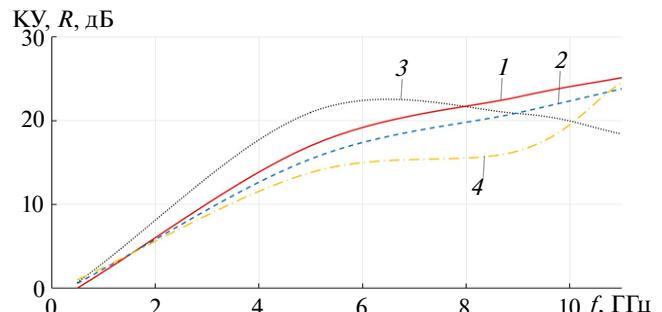


Рис. 28. Частотные зависимости коэффициента усиления (кривые 1, 2) и отношения излучения вперед-назад (кривые 3, 4) 64-элементной синфазной антенной решетки. Кривые 1, 3 соответствуют Π-образному экрану, кривые 2, 4 – плоскому экрану.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Kindt R.W., Pickles W.R. // IEEE Trans. 2010. V. AP-58. № 11. P. 3568.
- Дупленкова М.Д., Калиничев В.И., Калошин В.А. // Журн. радиоэлектрон. 2015. № 11. <http://jre.cplire.ru/jre/nov15/13/text.pdf>

3. Калошин В.А., Нгуен К.З. // Журн. радиоэлектрон. 2017. № 5. <http://jre.cplire.ru/jre/may17/14/text.pdf>
4. Банков С.Е., Калошин В.А., Нгуен К.З. // РЭ. 2018. Т. 63. № 7. С. 702.
5. Kindt R.W., Logan J.T. // IEEE Antennas and Propagation. Magaz. 2018. V. 60. № 3. P. 34.
6. Logan J.T., Kindt R.W., Vouvakis M.N. // IEEE Trans. 2018. V. AP-66. № 4. P. 1827.
7. Банков С.Е., Калошин В.А., Ле Н.Т. // РЭ. 2018. V. 63. № 12. С. 1263.
8. Калошин В.А., Ле Н.Т. // Докл. VI Всерос. Микроволновой конф. Москва. 28–30 нояб. 2018. М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, 2018. С. 194.
9. Kaloshin V.A., Le N.T. // Proc. Int. Conf. "2019 Radiation and Scattering of Electromagnetic Waves (RSEMW)", Divnomorskoe. 24–28 Jun. N.Y.: IEEE, 2019. P. 32. <http://doi.org/10.1109/RSEMW.2019.8792733>
10. Калошин В.А., Ле Н.Т. // РЭ. 2019. V. 64. № 11. С. 1126.
11. Kindt R.W., Logan J.T. // IEEE Trans. 2020. V. AP-68. № 4. P. 2666.
12. Калошин В.А., Ле Н.Т. // РЭ. 2020. V. 65. № 10. С. 979.
13. Калошин В.А., Ле Н.Т. // Журн. радиоэлектрон. 2020. № 3. <http://jre.cplire.ru/jre/mar20/8/text.pdf>
14. Калошин В.А., Ле Н.Т., Фролова Е.В. // Журн. радиоэлектрон. 2020. № 4. <http://jre.cplire.ru/jre/apr20/2/text.pdf>
15. Дупленкова М.Д., Калошин В.А. // РЭ. 2021. Т. 66. № 12. С. 1165.
16. Дупленкова М.Д., Калошин В.А. // РЭ. 2022. Т. 67. № 7. С. 645.

RESEARCH OF A FLAT IN PHASE TWO-DIMENSIONAL-PERIODIC OVERRANGE ANTENNA ARRAY OF FLARED NOTCH HORNES

© 2025 M. D. Duplenkova^a, V. A. Kaloshin^a *, Nguyen The Thanh^b

^a Kotelnikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS,
Mokhovaya Str., 11, build. 7, Moscow, 125007 Russian Federation

^b Moscow Institute of Physics and Technology (National Research University),
Institutsky per., 9, Dolgoprudny, Moscow region, 141700 Russian Federation

*E-mail: vak@cplire.ru

Received May 21, 2024; revised May 21, 2024; accepted May 29, 2024

Using numerical modeling, a study was carried out of the matching and radiation characteristics of a flat in-phase two-dimensional - periodic over-band antenna array of flared-notch horns depending on the period and length of the array elements, input and output impedance, type of feed lines and screen shape. A 64-way power divider with outputs in the form of symmetrical two- strip lines has been developed and studied, and an 8×8 array of elements with a power divider as a power feed system has been studied. It is shown that the array with the U-shaped screen provides an operating frequency bandwidth of more than 20:1.

Keywords: antenna arrays, ultra-wideband antennas, over-band antennas